

# Classification Aveugle de Modulation basée sur la Transformée non-linéaire de la mise à la Puissance M

Vincent GOULDIEFF<sup>1,2</sup>, Steredenn DAUMONT<sup>1</sup>, Jacques PALICOT<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Zodiac Data Systems (Zodiac Aerospace)  
5, esplanade Anton Phillips, 14460 Colombelles, France

<sup>2</sup>CentraleSupélec/IETR, équipe SCEE  
Avenue de la Boulaie CS 47601, 35573 Cesson-Sevigne Cedex, France

{vincent.gouldieff, jacques.palicot}@supelec.fr, steredenn.daumont@zodiacaerospace.com

**Résumé** – En Radio Intelligente, la classification de modulation (AMC) est une étape incontournable entre les phases de détection et de démodulation. En scénario aveugle et pour des raisons de robustesse, il est préférable d’opérer directement sur le signal reçu (non synchronisé). Lorsque la complexité importe, le problème s’avère relativement ardu. Nous proposons une méthode d’AMC aveugle et basse complexité basée sur l’étude Analytique de la Transformée non-linéaire de la mise à la Puissance M (AMPT) et une classification au sens des moindres carrés.

**Abstract** – In the Cognitive Radio context, Automatic Modulation Classification (AMC) is a required step between signal detection and demodulation. In the blind scenario, it is recommended to perform almost directly on the received signal (with no synchronization) to ensure robustness. When the computational complexity matters, this task turns out to be quite challenging. Herein, we propose a novel low complexity and blind AMC method relying on an Analytical study of the  $M$ -th Power Nonlinear Transform (AMPT) and on a least squares classifier.

## 1 Introduction

La Classification Automatique de Modulation (AMC) est largement étudiée depuis les années 90. Dans le contexte de la Radio Intelligente, de nombreuses méthodes aveugles [1] basées sur une architecture en deux temps ont été proposées (Fig. 1) :

- La première étape consiste en un prétraitement du signal reçu  $x(n)$  et en l’estimation d’un ensemble de paramètres  $\eta$  nécessaire à la classification. Le prétraitement usuellement considéré conduit à une synchronisation parfaite en temps et en phase du signal reçu, ce qui est en totale contradiction avec le caractère aveugle de la méthode.
- La deuxième étape détecte la modulation  $C$  via l’emploi d’une fonction de vraisemblance [2] (LB : Likelihood-Based) ou le calcul de caractéristiques particulières du signal reçu [3] (FB : Feature-Based). Bien que les méthodes LB soient optimales selon le critère du taux de bonne classification (TBC), les méthodes FB sont en pratique préférées pour leur faible complexité, leur robustesse aux erreurs de modèle et leurs performances quasi-optimales [3]. Nous les considérons au cours de cet article.

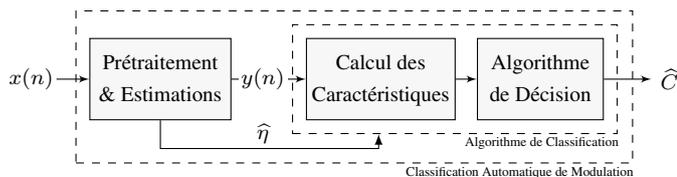


FIGURE 1 – Architecture classique d’AMC dans le cas FB.

En aveugle, les performances de l’AMC dépendent de ces deux étapes : il est donc préférable de minimiser le prétraitement tout en ayant recours à des caractéristiques insensibles aux paramètres inhérents au signal. Dans le cas FB, la phase de classification repose sur deux sous-étapes, à savoir le calcul des caractéristiques et la phase de décision finale (cf. Fig. 1).

De nombreuses caractéristiques ont été proposées dans la littérature, à savoir notamment les moments/cumulants d’ordre supérieur [4] (HOM/HOC) et les moments/cumulants cycliques [5] (CM/CC). Les HOM/HOC sont très simples à calculer mais peu robustes aux erreurs de synchronisation. Au contraire, les CM/CC sont robustes mais leur calcul est plus complexe.

Récemment, la Transformée non-linéaire de la mise à la Puissance  $M$  (MPT) a été utilisée en AMC aveugle [6, 7, 8]. Initialement employée en récupération de rythme symbole [9], elle fut utilisée pour la première fois en AMC en 1992 [10]. La détection y est uniquement basée sur le nombre de raies spectrales contenues dans les MPT pour  $M \in \mathcal{M}$ , rendant ainsi la méthode inefficace pour distinguer des modulations présentant des similarités géométriques (QPSK/16QAM, BPSK/4PAM).

Pour pallier ce problème, nous proposons une méthode originale basée sur la fusion des informations fournies par la puissance des raies spectrales générées dans les MPT pour  $M \in \mathcal{M}$ . Cette technique d’AMC, intitulée AMPT (MPT Analytique), présente de nombreuses qualités, à savoir entre autres :

- Un fonctionnement aveugle sur signal non synchronisé,
- Une étape de prétraitement très simple (cf. Section 3.2),
- Une faible complexité calculatoire ( $\simeq$  quelques FFT).

L'article est organisé comme suit. Dans une première Section, nous présentons le problème étudié et précisons nos hypothèses de travail. En Section 3, nous décrivons l'algorithme dans sa globalité. La Section 4 est consacrée à l'étude des références théoriques. Enfin, les Sections 5 et 6 ont pour objectifs de présenter les performances et de conclure l'article.

## 2 Formulation du problème

Soit un signal mono-porteuse mis-en-forme à l'émission et corrompu par du bruit blanc additif gaussien. A la sortie du convertisseur analogique-numérique, son expression est

$$x(n) = a \cdot e^{i \cdot (2\pi f_r \cdot n + \phi)} \cdot \sum_k s(k) \cdot h(nT_e - kT - \tau) + \omega(n) \quad (1)$$

où  $a$  est l'amplitude du signal utile,  $f_r$  la fréquence porteuse résiduelle,  $\phi$  la phase à l'instant  $n = 0$ ,  $s$  la séquence de symboles *i.i.d.*, inconnue, et portée par la constellation  $C \in \mathcal{C}$ ,  $h$  le filtre à l'émission – nous considérons ici qu'il s'agit d'un filtre en racine de cosinus surélevé (RRC) de facteur de retombée  $\beta$ ,  $T_e$  la période d'échantillonnage,  $T$  la période symbole,  $\tau$  le délai à l'instant  $n = 0$  et  $\omega$  la séquence d'échantillons de bruit. Nous faisons l'hypothèse que l'ensemble de ces paramètres est inconnu. Nous estimons également que  $x$  n'est pas synchronisé, c'est-à-dire notamment que  $T_e \neq T$  et  $\tau \neq 0$ . Au contraire,  $\rho = T/T_e$  respecte le théorème de l'échantillonnage de Nyquist. Nous disposons de  $N$  symboles, soit  $N_e = \rho \cdot N$  échantillons, pour détecter  $C$ .

Nous faisons l'hypothèse que l'ensemble des paramètres de (1) sont invariants sur l'intervalle  $[0; T(N_e - 1)]$ , et que  $\mathcal{C} = \{\text{BPSK, QPSK, 8PSK, 8AMPM, R8QAM, C8QAM, 16QAM}\}$  pour des raisons de diversité géométrique suffisante (Fig. 2). Les constellations sont à moyenne nulle et à variance unitaire.

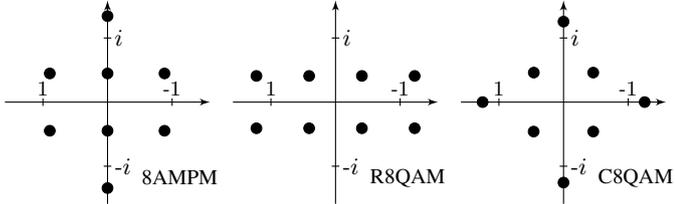


FIGURE 2 – Constellations peu usuelles de l'ensemble  $\mathcal{C}$ .

## 3 Description de la méthode proposée

### 3.1 Expression de la fonction $MPT$

Dans le cadre de cette étude, nous définissons la  $MPT$  de  $x(n)$  comme la racine  $M$ -ième de la Densité Spectrale de Puissance (DSP) discrète de  $x^M(n)$ , soit :

$$MPT_x(f) = N_s^{-\frac{2}{M}} \cdot \left| \sum_{n=0}^{N_e-1} x^M(n) \cdot e^{-2i\pi n f} \right|^{\frac{2}{M}} \quad (2)$$

Cette fonction contient une raie spectrale à la fréquence  $Mf_r$  dont la puissance est fonction de  $C$ ,  $h$  et  $a$  (cf. Section 4). Notons que la fonction  $MPT$  correspond au moment temporel cyclique d'ordre  $M$ , non conjugué et avec  $\tau = \mathbf{0}$  [11].

### 3.2 Schéma global de la méthode proposée

Nous présentons dans un premier temps le schéma bloc de la méthode proposée, Fig. 3. Les différentes opérations élémentaires la composant sont décrites dans les Sections suivantes.

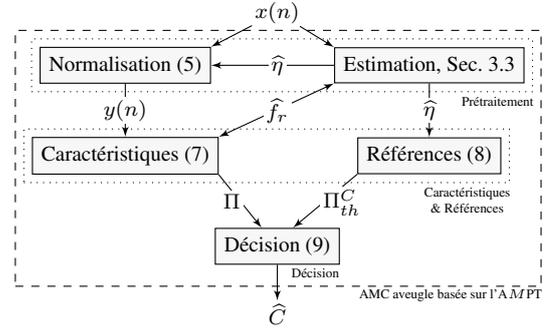


FIGURE 3 – Schéma bloc de la méthode d'AMC proposée.

### 3.3 Estimations préliminaires et normalisation

En aveugle, il est nécessaire d'estimer quelques paramètres impactant la valeur des caractéristiques et de normaliser le signal utile à une puissance unitaire. Compte-tenu de la Fig. 3, nous notons :

$$\hat{\eta} = \left\{ \hat{\beta}, \hat{\rho}, \hat{\sigma}_\omega^2 \right\} \quad (3)$$

Cet ensemble est aisément estimé à l'aide de la fonction 1PT (i.e., la DSP) de  $x$  ou via une technique telle que [12]. Le signal  $x$  est alors normalisé de sorte que  $a = 1$  : en notant  $\hat{P}_{3dB}$  la puissance de  $x$  dans sa bande passante à  $-3dB$  et en remarquant que la puissance du filtre RRC dans cette même bande vaut  $1 - \frac{\beta}{2} + \frac{\beta}{\pi}$ , la puissance du signal non bruité  $u = x - \omega$  s'écrit

$$\hat{P}_u = \frac{\hat{P}_{3dB} - \hat{\sigma}_\omega^2 \cdot \hat{\rho}^{-1}}{1 - \frac{\beta}{2} + \frac{\beta}{\pi}} \quad (4)$$

Le signal normalisé  $y$  est simplement obtenu par l'opération

$$y(n) = x(n) \cdot \hat{P}_u^{-\frac{1}{2}} \quad (5)$$

La fréquence porteuse résiduelle est enfin obtenue à l'aide des  $MPT$  via un estimateur opérant dans le domaine spectral :

$$M\hat{f}_r = \arg \max_{f, M \in \mathcal{M}} \left\{ MPT_x(f) - \overline{MPT_x(f)} \right\}, \quad (6)$$

$\overline{MPT_x(f)}$  désignant la moyenne de  $MPT_x(f)$  autour de  $f=0$ .

### 3.4 Classification via la norme 2

Afin de fusionner les informations portées par l'ensemble des caractéristiques  $\{M_i PT_y(M_i \hat{f}_r), M_i \in \mathcal{M}\}$ , la détection est réalisée via minimisation de la norme 2 entre le vecteur de caractéristiques  $\Pi$  et le vecteur de références  $\Pi_{th}^C$ , notés :

$$\Pi = [M_1 PT_y(M_1 \hat{f}_r) \cdots M_m PT_y(M_m \hat{f}_r)], \quad (7)$$

$$\Pi_{th}^C = [M_1 PT_{th}^C \cdots M_m PT_{th}^C]. \quad (8)$$

Ainsi, la constellation  $\hat{C}$  est obtenue selon le critère :

$$\hat{C} = \arg \min_{C \in \mathcal{C}} \{ \|\Pi - \Pi_{th}^C\|_2^2 \}. \quad (9)$$

## 4 Calcul des références théoriques

Dans cette Section, nous détaillons l'expression des références pour  $C \in \mathcal{C}$  dans le cas des  $MPT$  d'ordres 2 et 4.

### 4.1 Comportement asymptotique

La fonction  $MPT$  possède la propriété intéressante d'être insensible à la phase  $\phi$  et au délai  $\tau$ . De même, la fréquence porteuse résiduelle  $f_r$  décale simplement la raie spectrale d'un facteur  $Mf_r$ . Pour ces raisons et par soucis de concision, nous considérons ces paramètres nuls. De manière équivalente, nous dérivons ainsi l'expression des références pour la fonction

$$y(t) = \sum_k s(k) \cdot h(t - kT), \quad (10)$$

où les notations ont été explicitées au cours de la Section 2.

Ainsi, en suivant le développement proposé dans [13] p.5, nous obtenons la référence asymptotique pour le cas  $M = 2$  :

$$2PT_{th}^C = |\mathbb{E}[s^2]|, \quad (11)$$

où  $\mathbb{E}$  désigne classiquement l'espérance, et pour  $M = 4$  :

$$4PT_{th}^C = \left| \frac{1}{T} \left( \mathbb{E}[s^4] H_4(0) + 6 (\mathbb{E}[s^2])^2 \sum_{k>0} H_{22}^{(k)}(0) \right) \right|^{\frac{1}{2}} \quad (12)$$

où  $H_4(f)$  correspond à la transformée de Fourier théorique de  $h^4(t)$  et  $H_{22}^{(k)}(f)$  à celle de  $h^2(t) \cdot h^2(t - kT)$ .

Alors qu'à l'ordre 2, ces références sont indépendantes du filtre  $h$ , ce n'est plus le cas à l'ordre 4. Nous tabulons les valeurs asymptotiques des références pour les constellations de l'ensemble  $\mathcal{C}$  dans les Tableaux 1 ( $M = 2$ ) et 2 ( $M = 4$ ).

$C \rightarrow$	BPSK	QPSK	8PSK	8AMPM	R8QAM	C8QAM	16QAM
$2PT_{th}^C$	1	0	0	0.2	2/3	0	0

TABLE 1 – Valeurs théoriques de  $2PT_{th}^C$  pour  $C \in \mathcal{C}$ .

$\beta \downarrow C$	BPSK	QPSK	8PSK	8AMPM	R8QAM	C8QAM	16QAM
0.15	1.233	0.856	0.000	0.734	0.770	0.929	0.713
0.25	1.200	0.881	0.000	0.754	0.743	0.961	0.737
0.35	1.173	0.907	0.000	0.774	0.719	0.991	0.760

TABLE 2 – Valeurs de  $4PT_{th}^C$  pour  $C \in \mathcal{C}$  et pour différents  $\beta$ .

### 4.2 Références en situation réaliste

En réalité, le signal  $y$  est bruité, à temps discret et nous n'utilisons qu'un faible nombre d'échantillons pour réaliser la classification. Dans ce cas, la puissance de la raie spectrale centrale de la fonction  $MPT$  est une variable aléatoire. Lorsque la classification est réalisée via la minimisation de la norme 2, il est souhaitable de dériver une expression plus précise des références via le calcul de l'espérance de cette variable aléatoire. Ces considérations probabilistes sont détaillées dans [13] et elles nous permettent d'obtenir des expressions raffinées de (11) et (12). Nous exposons la bonne concordance des références raffinées et des caractéristiques Fig. 4 (ces dernières sont obtenues pour  $SNR = 10$  dB,  $\beta = 0.3$ ,  $\rho = 2$  et  $N = 10^3$ ).

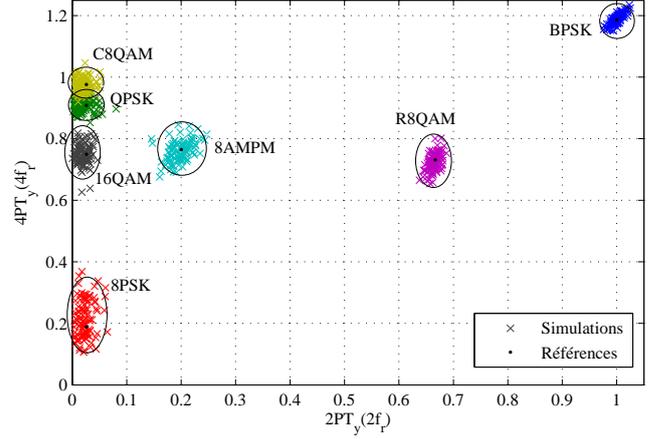


FIGURE 4 – Vecteurs  $\Pi$  et  $\Pi_{th}^C$  dans l'espace  $2PT/4PT$ .

## 5 Résultats de simulations

Un ensemble de simulations numériques a été réalisé en vue d'exposer la pertinence de la méthode proposée. Nous comparons notamment nos performances avec celles de la méthode des cumulants non conjugués d'ordre 4 (cf. [4], Ex. 1), désignée par méthode  $C_{40}$ , dans les cas aveugle et non-aveugle (nous connaissons alors parfaitement  $\eta$  et  $f_r$ ). Notons que  $10^4$  réalisations ont été considérées pour chaque constellation lors de nos simulations. Nous rappelons également que  $N$  désigne le nombre de symboles employés pour la classification.

### 5.1 Performances de l'algorithme proposé

Le Tableau 4 représente la matrice de confusion (MC) obtenue dans le cas aveugle avec la méthode  $2/4PT$ . Pour une lisibilité accrue, nous notons «  $\cdot$  » à la place de 0%.

		Constellation émise						
		BPSK	QPSK	8PSK	8AMPM	R8QAM	C8QAM	16QAM
Constellation détectée	BPSK	100%	$\cdot$	$\cdot$	$\cdot$	$\cdot$	$\cdot$	$\cdot$
	QPSK	$\cdot$	84.1%	$\cdot$	0.8%	$\cdot$	17.7%	4.3%
	8PSK	$\cdot$	$\cdot$	99.3%	$\cdot$	$\cdot$	$\cdot$	$\cdot$
	8AMPM	$\cdot$	<0.1%	0.2%	96.3%	$\cdot$	$\cdot$	0.9%
	R8QAM	$\cdot$	$\cdot$	$\cdot$	$\cdot$	100%	$\cdot$	$\cdot$
	C8QAM	$\cdot$	15.1%	$\cdot$	$\cdot$	$\cdot$	82.2%	<0.1%
	16QAM	$\cdot$	0.7%	0.5%	2.9%	$\cdot$	<0.1%	94.7%

TABLE 3 – MC en aveugle,  $2/4PT$ ,  $SNR = 10$  dB,  $N = 10^3$ .

Conformément à la Fig. 4, nous constatons que les constellations QPSK et C8QAM sont les plus ardues à classifier puisqu'elles sont les plus proches dans l'espace des caractéristiques.

La Figure 5 expose le Taux de Bonne Classification (TBC) de la méthode  $2/4PT$  en non-aveugle et en fonction du SNR. Dans ce contexte, nous avons fixé  $N = 10^3$ ,  $\rho = 2$  et  $\beta = 0.3$ . Notons que notre méthode atteint alors 100% de bonne classification pour  $SNR \simeq 10$  dB pour tout  $C \in \mathcal{C} \setminus \{QPSK, C8QAM\}$  pour les mêmes raisons que celles évoquées au sujet du Tab. 3.

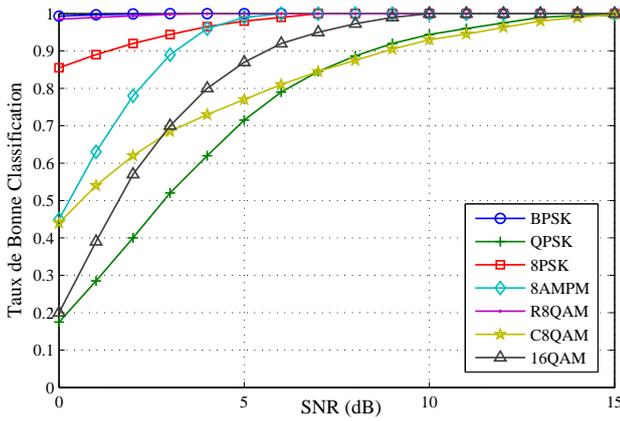


FIGURE 5 – TBC de la méthode 2/4PT en fonction du SNR.

## 5.2 Comparaison avec la méthode $C_{40}$

Nous comparons enfin les performances moyennes de notre méthode avec celle recourant aux cumulants de type  $C_{40}$ , dans des conditions de simulation similaires à celles de la Fig. 5.

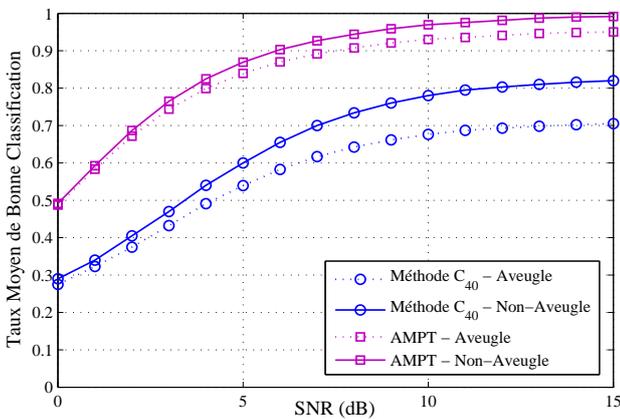


FIGURE 6 – Comparaison des TBC moyens pour les méthodes  $C_{40}$  et 2/4PT dans les cas aveugle et non-aveugle.

En scénario non aveugle (en traits pleins), nous constatons une amélioration des performances moyennes due au recours conjoint à des caractéristiques d'ordres 2 et 4. En outre, nous remarquons que cette amélioration est encore plus nette en situation aveugle (en pointillés). En effet, notre méthode est plus robuste à l'inconnu, d'une part via l'insensibilité de la  $MPT$  aux phases et délais inhérents en l'absence de synchronisation, et d'autre part via la simplicité du prétraitement proposé.

## 6 Conclusion

Au cours de cet article, nous avons proposé une méthode originale et performante de classification aveugle de modulation. Elle repose sur la dérivation analytique de la puissance de la raie spectrale centrale contenue dans la fonction  $MPT$  du signal prétraité. La  $MPT$  produit des caractéristiques insensibles à la phase, au délai et la fréquence porteuse résiduelle. Ainsi, l'absence de synchronisation simplifie l'étape de prétraitement

au maximum, ce qui assure une meilleure robustesse à l'inconnu en situation aveugle. La faible complexité globale de la méthode en fait un outil parfaitement adapté à une implémentation dans un récepteur embarqué intelligent. L'étude des performances et de la robustesse de la méthode  $AMPT$  dans le cas d'un canal multi-trajets non parfaitement estimé a fait l'objet d'un travail de recherche qui sera prochainement publié.

## Références

- [1] O. A. Dobre, A. Abdi, Y. Bar-Ness et W. Su. *Survey of Automatic Modulation Classification Techniques : Classical Approaches and New Trends*. IET Commun., 2007.
- [2] J. L. Xu, W. Su, and M. C. Zhou. *Likelihood-Ratio Approaches to Automatic Modulation Classification*. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, 2011.
- [3] H. Alharbi, S. Mobien, S. Alshebeili et F. Alturki. *An Overview of Feature-based Methods for Digital Modulation Classification*. International Conference on Communications, Signal Processing and their Applications, 2013.
- [4] A. Swami et B. M. Sadler. *Hierarchical Digital Modulation Classification using Cumulants*. IEEE Transactions on Communications, 2000.
- [5] O. A. Dobre, A. Abdi, Y. Bar-Ness et W. Su. *Cyclostationarity-Based Blind Classification of Analog and Digital Modulations*. IEEE Military Communications Conference (MILCOM), 2006.
- [6] F. Xie, C. Li et G. Wan. *An Efficient and Simple Method of MPSK Modulation Classification*. International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, 2008.
- [7] C. Lim et W. B. Wakin. *Automatic Modulation Recognition for Spectrum Sensing using Nonuniform Compressive Samples*. IEEE International Conference on Communications (ICC), 2012.
- [8] Z. Xing et al. *Automatic Modulation Recognition of PSK Signals using Nonuniform Compressive Samples based on HOS*. IEEE International Conference on Communication Problem-Solving, 2014.
- [9] J. E. Mazo. *Jitter Comparison of Tones Generated by Squaring and by Fourth-Power Circuits*. Bell System Journal, 1978.
- [10] J. Reichert. *Automatic Classification of Communication Signals using Higher Order Statistics*. Inter. Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1992.
- [11] W. Gardner, A. Napolitano et L. Paura. *Cyclostationarity: Half a Century of Research*. Elsevier Sig. Proc., 2006.
- [12] N. Thomas, J.-Y. Tourneret et E. Bourret. *Blind Roll-Off Estimation for Digital Transmissions*. Elsevier Signal Processing, 2016.
- [13] V. Gouldieff, J. Palicot et S. Daumont. *Blind Modulation Classification for Cognitive Satellite in the Spectral Coexistence context*. IEEE Tr. on Signal Processing, 2017.